

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2002 年 2 月 28 日 (28.02.2002)

PCT

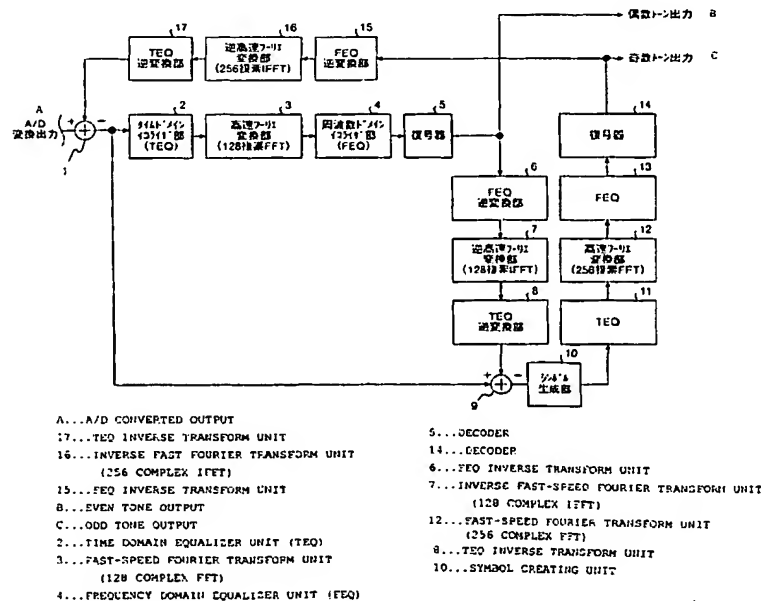
(10) 国際公開番号
WO 02/17530 A1

- (51) 国際特許分類: H04J 11/00 (72) 発明者; および
(21) 国際出願番号: PCT/JP01/07066 (75) 発明者/出願人 (米国についてのみに): 松本 渉 (MAT-SUMOTO, Wataru) [JP/JP]; 〒100-8310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).
(22) 国際出願日: 2001 年 8 月 16 日 (16.08.2001)
(25) 国際出願の言語: 日本語 (74) 代理人: 酒井宏明 (SAKAI, Hiroaki); 〒100-0013 東京都千代田区霞ヶ関三丁目2番6号 東京倶楽部ビルディング Tokyo (JP).
(26) 国際公開の言語: 日本語
(30) 優先権データ: 特願2000-248099 2000 年 8 月 18 日 (18.08.2000) JP (81) 指定国 (国内): CA, CN, IL, KR, US.
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒100-8310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 Tokyo (JP). (84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).
添付公開書類:
— 国際調査報告書

[続葉有]

(54) Title: COMMUNICATION DEVICE AND COMMUNICATION METHOD

(54) 発明の名称: 通信装置および通信方法



(57) Abstract: A transmission unit converts a transmission symbol into a half symbol, and performs communication under a condition that there is a predetermined difference between an even subcarrier and an odd subcarrier. A reception unit Fourier-transforms a reception symbol to demodulate the data assigned to the subcarriers, and inversely Fourier-transforms the demodulated data to create a first symbol corresponding to the even subcarrier. The reception unit eliminates the first symbol component from the reception symbol to create a second symbol corresponding to the odd subcarrier, and Fourier-transforms the second symbol to demodulate the data assigned to the subcarriers.

[続葉有]



2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約:

送信部は、送信シンボルをハーフシンボル化し、偶数サブキャリアと奇数サブキャリアとの間に所定の電力差を持たせた状態で通信を行い、受信部は、受信シンボルに対してフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調し、一方で、前記復調データに対して逆フーリエ変換を行い、偶数サブキャリアに対応した第1のシンボルを生成し、つぎに、受信シンボルから第1のシンボル成分を除去し、奇数サブキャリアに対応した第2のシンボルを生成し、最後に、第2のシンボルに対してフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する。

明 細 書

通信装置および通信方法

5 技術分野

本発明は、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置に関するものであり、特に、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信を実現可能とする通信装置および通信方法に関するものである。ただし、
10 本発明は、DMT変復調方式によりデータ通信を行う通信装置に限らず、通常の通信回線を介して、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式により有線通信および無線通信を行うすべての通信装置に適用可能である。

背景技術

15 以下、従来の通信装置の動作について説明する。まず、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、送信系の動作を簡単に説明する。たとえば、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信系では、トーンオーダリング処理、すなわち、予め設定された周波数帯の複数のトーン (マルチキャリア) に、伝送可能なビット数の伝送データを割り振る
20 処理を行う。具体的にいうと、たとえば、各周波数の $\text{tone } 0 \sim \text{tone } X$ (X はトーン数を示す整数) に、予め決められたビット数の伝送データを割り振っている。そして、上記トーンオーダリング処理、および符号化処理が行われることにより、1フレーム毎に伝送データが多重化される。

さらに、送信系では、多重化された伝送データに対して逆高速フーリエ変換 (IFFT) を行い、逆高速フーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、その後、D/Aコンバータを通してディジタル波形をアナログ波形に変換し、最後にローパスフィルタをかけて伝送データを伝送路上に送信する。
25

つぎに、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、受信系の動作を簡単に説明する。上記と同様に、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、受信系では、受信データ（前述の伝送データ）に対し、ローパスフィルタをかけ、その後、A/Dコンバータを通してアナログ波形をデジタル波形に変換し、タイムドメインイコライザにて時間領域の適応等化処理を行う。

さらに、受信系では、時間領域の適応等化処理後のデータをシリアルデータからパラレルデータに変換し、当該パラレルデータに対して高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインイコライザにて周波数領域の適応等化処理を行う。

そして、周波数領域の適応等化処理後のデータは、複合処理（最尤複合法）およびトーンオーダリング処理によりシリアルデータに変換され、その後、レートコンバート処理、FEC（forward error correction：前方誤り訂正）、デスクランブル処理、CRC（cyclic redundancy check：巡回冗長検査）等の処理が行われ、最終的に伝送データが再生される。

このように、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置では、CDMAやシングルキャリア変復調方式では得ることのできない、たとえば、伝送効率の良さおよび機能のフレキシビリティを利用して、高レートの通信を可能としている。

しかしながら、上記、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置においては、たとえば、「伝送レートのさらなる向上」という観点から、送信系および受信系の構成に改善の余地があり、OFDM変復調方式の特徴である「伝送効率の良さ」および「機能のフレキシビリティ」を最大限に利用し、最適な伝送レートを実現しているとはいえない、という問題があった。

従って、本発明は、マルチキャリア変復調方式におけるハーフシンボル化の実現により、伝送レートのさらなる向上を実現可能な通信装置、およびその通信方法を提供することを目的としている。

- 本発明にかかる通信装置にあつては、マルチキャリア変復調方式を採用する構成とし、さらに、送信シンボルをハーフシンボル化し、偶数番目のサブキャリアと復調時に干渉成分となる奇数番目のサブキャリアとの間に所定の電力差を持たせた状態で、通信を行う送信手段と、ハーフシンボル化された受信シンボルに対して偶数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調し、一方で、前記偶数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、偶数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第1のシンボルを生成し、つぎに、前記受信シンボルから前記第1のシンボル成分を除去し、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第2のシンボルを生成し、前記第2のシンボルの後ろに当該シンボルを複写および反転したシンボルを付加することで第3のシンボルを生成し、最後に、前記第3のシンボルに対して奇数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する受信手段と、を備えることを特徴とする。
- つぎの発明にかかる通信装置において、さらに、前記受信手段は、前記奇数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第4のシンボルを生成し、その後、前記受信シンボルから当該第4のシンボル成分を除去し、以降、当該第4のシンボル成分除去後の受信シンボルを用いて復調処理を行うことを特徴とする。
- つぎの発明にかかる通信装置において、さらに、前記送信手段は、隣接する($2i-1$)番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた送信データを所定の拡散符号で拡散(多重化)し、拡散後の信号に対して逆フーリエ変換を行うことで前記送信シンボルを生成し、さらに、受信手段は、前記復調データを前記拡散符号で逆拡散(分離)し、前記隣接する($2i-1$)番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた元の送信データを再生することを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、マルチキャリア変復調方式を採用す

る送信機として動作し、さらに、送信シンボルをハーフシンボル化し、さらに、偶数番目のサブキャリアと復調時に干渉成分となる奇数番目のサブキャリアとの間に所定の電力差を持たせた状態で、通信を行う送信手段、を備えることを特徴とする。

5 つぎの発明にかかる通信装置にあつては、さらに、隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた送信データを所定の拡散符号で拡散（多重化）する多重化手段（後述する実施の形態の多重化部61に相当）、を備え、前記送信手段は、拡散後の信号に対して逆フーリエ変換を行うことで前記送信シンボルを生成することを特徴とする。

10 つぎの発明にかかる通信装置にあつては、マルチキャリア変復調方式を採用する受信機として動作し、さらに、ハーフシンボル化された受信シンボルに対して偶数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する第1の復調手段（TEQ2、128複素FFT3、FEQ4、復号部5に相当）と、前記偶数番目のサブキャリアに
15 割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、偶数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第1のシンボルを生成する第1のシンボル生成手段（FEQ逆変換部6、128複素IFFT7、TEQ逆変換部8に相当）と、前記受信シンボルから前記第1のシンボル成分を除去し、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第2のシンボルを生成する第2のシンボル生成
20 手段（減算器9に相当）と、前記第2のシンボルの後ろに当該シンボルを複写および反転したシンボルを付加することで第3のシンボルを生成する第3のシンボル生成手段（シンボル生成部10に相当）と、前記第3のシンボルに対して奇数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する第2の復調手段（TEQ11、256複素FFT12、FEQ13、復号部14に相当）と、を備えることを特徴とする。
25 素FFT12、FEQ13、復号部14に相当）と、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、さらに、前記奇数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、奇数番目のサブキャ

リアの時間波形によって構成された第4のシンボルを生成する第4のシンボル生成手段（F E Q逆変換部15、256複素I F F T 16、T E Q逆変換部17に相当）と、前記受信シンボルから前記第4のシンボル成分を除去する除去手段（減算器1に相当）と、を備え、以降、当該第4のシンボル成分除去後の受信シンボルを用いて復調処理を行うことを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、さらに、前記復調データを前記拡散符号で逆拡散（分離）し、隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた元の送信データを再生する分離手段（分離部74に相当）、を備えることを特徴とする。

10 つぎの発明にかかる通信方法にあつては、送信シンボルをハーフシンボル化し、偶数番目のサブキャリアと復調時に干渉成分となる奇数番目のサブキャリアとの間に所定の電力差を持たせた状態で、通信を行う送信ステップと、ハーフシンボル化された受信シンボルに対して偶数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する第15 1の復調ステップと、前記偶数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、偶数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第1のシンボルを生成する第1のシンボル生成ステップと、つぎに、前記受信シンボルから前記第1のシンボル成分を除去し、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第2のシンボルを生成する第2のシンボル生成ステップと、前記第2のシンボルの後ろに当該シンボルを複写および反転したシンボルを付加することで第3のシンボルを生成する第3のシンボル生成ステップと、前記第3のシンボルに対して奇数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する第2の復調手段と、を含むことを特徴とする。

25 つぎの発明にかかる通信方法にあつては、さらに、前記奇数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第4のシンボルを生成する第4のシンボル生

成手段と、前記受信シンボルから当該第4のシンボル成分を除去する除去ステップと、を含み、以降、当該第4のシンボル成分除去後の受信シンボルを用いて復調処理を行うことを特徴とする。

5 つぎの発明にかかる通信方法にあつては、さらに、隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた送信データを所定の拡散符号で拡散(多重化)し、拡散後の信号に対して逆フーリエ変換を行うことで前記送信シンボルを生成する多重化ステップと、前記復調データを前記拡散符号で逆拡散(分離)し、前記隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた元の送信データを再生する分離ステップと、
10 を含むことを特徴とする。

図面の簡単な説明

第1図は、本発明にかかる通信装置の実施の形態1の構成を示す図であり、第2図は、DMT変復調方式を採用する通信装置の送信系の全体構成例を示す図であり、第3図は、DMT変復調方式を採用する通信装置の受信系の全体構成例を示す図であり、第4図は、本発明にかかる通信装置で使用される符号器および復号器の構成を示す図であり、第5図は、ターボ符号器の構成例を示す図であり、第6図は、128本のサブキャリアを示す図であり、第7図は、各サブキャリアの波形およびその合成波形を示す図であり、第8図は、本発明にかかる通信装置
20 の実施の形態2の構成を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下に、本発明にかかる通信装置および通信方法の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。
25

実施の形態1.

第1図は、本発明にかかる通信装置の実施の形態1の構成を示す図であり、詳

細には、本実施の形態の特徴である受信側の構成を示す図である。

本実施の形態における通信装置においては、上記送信側および受信側の両方の構成を備えることとし、さらに、ターボ符号器およびターボ復号器による高精度なデータ誤り訂正能力をもつことにより、データ通信および音声通信において優れた伝送特性を得る。なお、本実施の形態においては、説明の便宜上、上記両方の構成を備えることとしたが、たとえば、送信側の構成だけを備える送信機を想定することとしてもよいし、一方、受信側の構成だけを備える受信機を想定することとしてもよい。

たとえば、第1図の受信側の構成において、1は減算器であり、2はタイムドメインイコライザ部（TEQ）であり、3は、たとえば、128本のサブキャリアのなかから64本の偶数サブキャリアだけを抽出する高速フーリエ変換部（128複素FFT）であり、4は周波数ドメインイコライザ部（FEQ）であり、5は偶数サブキャリアを復号する復号器であり、6はFEQ逆変換部であり、7は64本の偶数サブキャリアを逆高速フーリエ変換する逆高速フーリエ変換部（128複素IFFT）であり、8はTEQ逆変換部であり、9は減算器であり、10はシンボル生成部であり、11はTEQであり、12は、たとえば、64本の奇数サブキャリアを抽出する高速フーリエ変換部（256複素FFT）であり、13はFEQであり、14は復号器であり、15はFEQ逆変換部であり、16は64本の奇数サブキャリアを逆高速フーリエ変換する逆高速フーリエ変換部（256複素IFFT）であり、17はTEQ逆変換部である。

ここで、上記本発明の特徴となる送信側の動作、および受信側の動作を説明する前に、本発明にかかる通信装置の基本動作を図面に基づいて簡単に説明する。たとえば、マルチキャリア変復調方式として、DMT（Discrete Multi Tone）変復調方式を採用する有線系デジタル通信方式としては、既設の電話回線を使用して数メガビット／秒の高速デジタル通信を行うADSL（Asymmetric Digital Subscriber Line）通信方式、およびHDSL（high-bit-rate Digital Subscriber Line）通信方式等のxDSL通信方式がある。なお、この方式は、A

NSIのT1. 413等において標準化されている。

第2図は、上記DMT変復調方式を採用する通信装置の送信系の全体構成例を示す図である。第2図において、送信系では、送信データをマルチプレックス／シンクコントロール（図示のMUX/SYNC CONTROLに相当）41にて多重化し、多重化された送信データに対してサイクリックリダンダンシィチェック（CRC：Cyclic redundancy checkに相当）42、43にて誤り検出用コードを付加し、さらに、フォワードエラーコレクション（SCRAM&FECに相当）44、45にてFEC用コードの付加およびスクランブル処理を行う。

なお、マルチプレックス／シンクコントロール41から、トーンオーダリング49に至るまでには2つの経路があり、一つはインタリーブ（INTERLEAVE）46が含まれるインタリーブドデータバッファ（Interleaved Data Buffer）経路であり、もう一方はインタリーブを含まないファーストデータバッファ（Fast Data Buffer）経路であり、ここでは、インタリーブ処理を行うインタリーブドデータバッファ経路の方の遅延が大きくなる。

その後、送信データは、レートコンバータ（RATE-CONVERTORに相当）47、48にてレートコンバート処理を行い、トーンオーダリング（TONE ORDERINGに相当）49にてトーンオーダリング処理を行う。そして、トーンオーダリング処理後の送信データに基づいて、コンスタレーションエンコーダ／ゲインスケールリング（CONSTELLATION ENCODER AND GAIN SCALLNGに相当）50にてコンスタレーションデータを作成し（ターボ復号を含む）、逆高速フーリエ変換部（IFFT：Inverse Fast Fourier transformに相当）51にて逆高速フーリエ変換を行う。

最後に、インプットパラレル／シリアルバッファ（INPUT PARALLEL/SERIAL BUFFERに相当）52にてフーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、アナログプロセッシング／ディジタルーアナログコンバータ（ANALOG PROCESSING AND DACに相当）53にてディジタル波形をアナログ波形に変換し、フィルタリング処理を実行後、送信データを電話回線上に送信する。

第3図は、上記DMT変復調方式を採用する通信装置の受信系の全体構成例を

示す図である。第3図において、受信系では、受信データ（前述の送信データ）
に対し、アナログプロセッシング／アナログーデジタルコンバータ（図示の A
NALOG PROCESSING AND ADC に相当） 1 4 1 にてフィルタリング処理を実行後、
アナログ波形をデジタル波形に変換し、タイムドメインイコライザ（TEQ に相
5 当） 1 4 2 にて時間領域の適応等化処理を行う。

時間領域の適応等化処理が実行されたデータについては、インプットシリアル
／パラレルバッファ（INPUT SERIAL / PARALLEL BUFFER に相当） 1 4 3 にてシ
リアルデータからパラレルデータに変換され、そのパラレルデータに対して高速
フーリエ変換部（FFT：Fast Fourier transform に相当） 1 4 4 にて高速フーリ
10 エ変換を行い、その後、周波数ドメインイコライザ（FEQ に相当） 1 4 5 にて周
波数領域の適応等化処理を行う。

そして、周波数領域の適応等化処理が実行されたデータについては、コンスタ
レーションデコーダ／ゲインスケールリング（CONSTELLATION DECODER AND GAIN S
CALLNG に相当） 1 4 6 およびトーンオーダリング（TONE ORDERING に相当） 1 4
15 7 にて行われる復号処理（ターボ復号）およびトーンオーダリング処理により、
シリアルデータに変換される。その後、レートコンバータ（RATE-CONVERTOR に
相当） 1 4 8, 1 4 9 によるレートコンバート処理、デインタリーブ（DEINTERL
EAVE に相当） 1 5 0 によるデインタリーブ処理、フォワードエラーコレクショ
ン（DESCRAM&FEC に相当） 1 5 1, 1 5 2 による F E C 処理およびデスクランブ
20 ル処理、およびサイクリックリダンダンシィチェック（C R C : cyclic redunda
ncy check に相当） 1 5 3, 1 5 4 による巡回冗長検査等の処理が行われ、最終
的にマルチプレックス／シンクコントロール（MUX/SYNC CONTROL に相当） 1 5 5
から受信データが再生される。

上記に示すような通信装置においては、受信系と送信系においてそれぞれ2つ
25 の経路を備え、この2つの経路を使い分けることにより、またはこの2つの経路
を同時に動作させることにより、低伝送遅延および高レートのデータ通信を実現
可能としている。

なお、上記では、説明の便宜上、マルチキャリア変復調方式として、DMT変復調方式を採用する有線系デジタル通信方式の動作について説明したが、これに限らず、この構成は、マルチキャリア変復調方式（たとえば、OFDM変復調方式）により有線通信および無線通信を行うすべての通信装置に適用可能である。

- 5 また、符号化処理として、ターボ符号を採用した場合の通信装置について説明したが、これに限らず、たとえば、既知の畳み込み符号を採用することとしてもよい。また、本実施の形態においては、上記タイムドメインイコライザ142が第1図のTEQ2に対応し、インプットシリアル/パラレルバッファ143および高速フーリエ変換部144が第1図の128複素FFT3に対応し、周波数ドメインイコライザ145が第1図のFEQ4に対応し、それ以降の回路が復号器5
- 10 に対応する。

- 以下、上記マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置における符号器（送信系）および復号器（受信系）の動作を図面にしながら説明する。第4図は、本発明にかかる通信装置で使用される符号器（ターボ符号器）、および復号器（ターボ復号器と硬判定器とR/S（リードソロモン符号）デコーダの組み合わせ）の構成を示す図であり、詳細には、第4図（a）が本実施の形態における符号器の構成を示す図であり、第4図（b）が本実施の形態における復号器の構成を示す図である。
- 15

- たとえば、第4図（a）の符号器において、21は誤り訂正符号としてターボ符号を採用することによりシャノン限界に近い性能を得ることが可能なターボ符号器であり、たとえば、ターボ符号器21では、2ビットの情報ビットの入力に対して、2ビットの情報ビットと2ビットの冗長ビットとを出力する。さらに、ここでは、受信側において各情報ビットに対する訂正能力が均一になるように、各冗長ビットを生成する。
- 20

- 一方、第4図（b）の復号器において、22は受信信号： Lcy （後述の受信信号： y_2, y_1, y_a に相当）から対数尤度比を算出する第1の復号器であり、23および27は加算器であり、24および25はインタリーバであり、26は受
- 25

- 信信号：L c y（後述の受信信号： y_2 , y_1 , y_0 に相当）から対数尤度比を算出する第2の復号器であり、28はデインタリーバであり、29は第1の復号器22の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第1の判定器であり、30はリードソロモン符号を復号してより精度の高い情報ビット系列を出力する第1のR/Sデコーダであり、31は第2の復号器26の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第2の判定器であり、32はリードソロモン符号を復号してさらに精度の高い情報ビット系列を出力する第2のR/Sデコーダであり、33はL c y（後述の受信信号： y_3 , y_4 …に相当）を硬判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第3の判定器である。
- 10 まず、第4図（a）に示す符号器の動作について説明する。なお、本実施の形態では、多値直交振幅変調（QAM: Quadrature Amplitude Modulation）として、たとえば、16 QAM方式を採用する。また、本実施の形態の符号器においては、下位2ビットの入力データに対してのみターボ符号化を実施し、他の上位ビットについては入力データをそのままの状態で出力する。すなわち、本実施の
- 15 形態においては、特性が劣化する可能性のある4つの信号点（すなわち、信号点間距離が最も近い4点）の下位2ビットに対して、優れた誤り訂正能力をもつターボ符号化を実施し、受信側で軟判定を行う。一方、特性が劣化する可能性の低いその他の上位ビットについては、そのままの状態で出力し、受信側で硬判定を行う構成とした。
- 20 続いて、入力された下位2ビットの送信データ： u_1 , u_2 に対してターボ符号化を実施する、第4図（a）に示すターボ符号器21の動作の一例について説明する。たとえば、第5図は、ターボ符号器21の構成例を示す図である。なお、ここでは、再帰的組織畳込み符号器の構成として、既知の再帰的組織畳込み符号器を用いることとする。
- 25 第5図において、35は情報ビット系列に相当する送信データ： u_1 , u_2 を畳込み符号化して冗長データ： u_3 を出力する第1の再帰的組織畳込み符号化器であり、36および37はインタリーバであり、38はインタリーブ処理後のデー

タ： u_{1t} , u_{2t} を畳込み符号化して冗長データ： u_b を出力する第2の再帰的組織畳込み符号化器である。ターボ符号器21では、同時に、送信データ： u_1 , u_2 と、第1の再帰的組織畳込み符号化器35の処理により送信データ： u_1 , u_2 を符号化した冗長データ： u_a と、第2の再帰的組織畳込み符号化器38の処理によりインタリーブ処理後のデータ： u_{1t} , u_{2t} を符号化した（他のデータとは時刻の異なる）冗長データ： u_b と、を出力する。

そして、ターボ符号器21においては、冗長データ： u_a , u_b を用いた受信側での送信データ： u_1 と u_2 の推定精度が均一になるように、各冗長ビットにおける重みに偏りが発生しないようにしている。

このように、第4図(a)に示す符号器を用いた場合には、インタリーブの効果として、バースト的なデータの誤りに対して誤り訂正能力を向上させることが可能となり、さらに、送信データ： u_1 の系列の入力と送信データ： u_2 の系列の入力とを、第1の再帰的組織畳込み符号化器35と第2の再帰的組織畳込み符号化器38との間で入れ替えることにより、受信側における送信データ： u_1 と u_2 の推定精度の均一化が可能となる。

つぎに、第4図(b)に示す復号器の動作について説明する。なお、本実施の形態では、多値直交振幅変調(QAM)として、たとえば、16QAM方式を採用する場合について説明する。また、本実施の形態の復号器においては、受信データの下位2ビットに対してターボ復号を実施し、軟判定により元の送信データを推定し、他の上位ビットについては、受信データを第3の判定器33で硬判定することにより、元の送信データを推定する。ただし、受信信号 LCY ： y_4 , y_3 , y_2 , y_1 , y_a , y_b は、それぞれ前記送信側の出力： u_4 , u_3 , u_2 , u_1 , u_a , u_b に伝送路のノイズやフェージングの影響を与えた信号である。

まず、受信信号 LCY ： y_2 , y_1 , y_a , y_b を受け取ったターボ復号器では、第1の復号器22が、受信信号 LCY ： y_2 , y_1 , y_a を抽出し、これらの受信信号から推定される情報ビット（元の送信データ： u_{1k} , u_{2k} に相当）： u_{1k}' , u_{2k}' の対数尤度比： $L(u_{1k}')$, $L(u_{2k}')$ を算出する（ k は時刻を表す）。

すなわち、ここでは、 u_{2k} が0である確率に対する u_{2k} が1である確率と、 u_{1k} が0である確率に対する u_{1k} が1である確率と、を求めることとなる。なお、以降の説明では、 u_{1k} 、 u_{2k} のことを単に u_k と呼び、 u_{1k}' 、 u_{2k}' のことを単に u_k' と呼ぶ。

5 ただし、第4図(b)において、 $L_e(u_k)$ は外部情報を表し、 $L_a(u_k)$ は1つ前の外部情報である事前情報を表す。また、対数尤度比を算出する復号器としては、たとえば、既知の最大事後確率復号器(MAPアルゴリズム: Maximum A-Posteriori)が用いられることが多いが、たとえば、既知のビタビ復号器を用いることとしてもよい。

10 つぎに、加算器23では、前記算出結果である対数尤度比から、第2の復号器26に対する外部情報: $L_e(u_k)$ を算出する。ただし、1回目の復号においては、事前情報が求められていないため、 $L_a(u_k) = 0$ である。

つぎに、インタリーバ24および25では、受信信号 L_{cy} と外部情報: $L_e(u_k)$ に対して信号の並べ替えを行う。そして、第2の復号器26では、第1
15 の復号器22と同様に、受信信号 L_{cy} 、および先に算出しておいた事前情報: $L_a(u_k)$ に基づいて、対数尤度比: $L(u_k')$ を算出する。

その後、加算器27では、加算器23と同様に、外部情報: $L_e(u_k)$ を算出する。このとき、デインタリーバ28にて並べ替えられた外部情報は、事前情報: $L_a(u_k)$ として、前記第1の復号器22にフィードバックされる。

20 そして、上記ターボ復号器では、上記処理を、所定の回数(イテレーション回数)にわたって繰り返し実行することにより、より精度の高い対数尤度比を算出し、そして、第1の判定器29および第2の判定器31が、この対数尤度比に基づいて信号の判定を行い、もとの送信データを推定する。具体的にいうと、たとえば、対数尤度比が“ $L(u_k') > 0$ ”であれば、推定情報ビット: u_k' を1
25 と判定し、“ $L(u_k') \leq 0$ ”であれば、推定情報ビット: u_k' を0と判定する。なお、同時に受信する受信信号 $L_{cy} : y_3, y_4 \dots$ については、第3の判定器33を用いて硬判定する。

最後に、第1のR/Sデコーダ30および第2のR/Sデコーダ32では、所定の方法でリードソロモン符号を用いたエラーのチェックを行い、推定精度がある特定の基準を超えたと判断された段階で上記繰り返し処理を終了させる。そして、リードソロモン符号を用いて、各判定器にて前記推定されたもとの送信データ
5 の誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

ここで、第1のR/Sデコーダ30および第2のR/Sデコーダ32によるもとの送信データの推定方法を具体例にしたがって説明する。ここでは、具体例として、3つの方法をあげる。第1の方法としては、たとえば、第1の判定器29
10 または第2の判定器31にてもとの送信データが推定される毎に、対応する第1のR/Sデコーダ30、または第2のR/Sデコーダ32が、交互にエラーのチェックを行い、いずれか一方のR/Sデコーダが「エラーがない」と判断した段階でターボ符号器による上記繰り返し処理を終了させ、そして、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

15 また、第2の方法としては、第1の判定器29または第2の判定器31にてもとの送信データが推定される毎に、対応する第1のR/Sデコーダ30、または第2のR/Sデコーダ32が、交互にエラーのチェックを行い、両方のR/Sデコーダが「エラーがない」と判断した段階でターボ符号器による上記繰り返し処理を終了させ、そして、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信
20 データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

また、第3の方法としては、上記第1および第2の方法にて誤って「エラーがない」と判断され、繰り返し処理が実施されなかった場合に誤訂正をしてしまうという問題を改善し、たとえば、予め決めておいた所定回数分の繰り返し処理を実施し、ある程度、ビット誤り率を低減しておいてから、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い
25 送信データを出力する。

このように、第4図(b)に示す復号器を用いた場合には、変調方式の多値化

に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対する軟判定処理およびリードソロモン符号による誤り訂正を実施するターボ復号器と、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行う判定器と、を備えることで、計算量の多い軟判定処理の削減と、良好な伝送特性と、を実現することが可能となる。

また、第1のR/Sデコーダ30および第2のR/Sデコーダ32を用いて送信データを推定することにより、イテレーション回数を低減することができ、計算量の多い軟判定処理およびその処理時間をさらに削減することが可能となる。なお、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においては、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号（リードソロモン）や他の既知の誤り訂正符号等との併用により優れた伝送特性が得られることが一般的に知られている。

以上、ここまでの説明では、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置の基本的な動作と、良好な伝送特性および高伝送レートを得るためにターボ符号を用いた場合の通信装置の動作について説明した。以降の説明では、「伝送レートのさらなる向上」という観点から、マルチキャリア変復調方式の特徴である「伝送効率の良さ」および「機能のフレキシビリティ」を最大限に利用し、最適な伝送レートを実現した通信装置を、第1図を用いて説明する。なお、ここでは、説明の便宜上、128本のサブキャリアを想定し、たとえば、128本のサブキャリアの復調に256複素FFTを使用し、128本のサブキャリアのなかから64本の偶数サブキャリアだけを復調する場合に128複素FFTを使用するものとする。

たとえば、DMT変復調方式を用いて、128本のサブキャリアによるデータ通信を想定した場合（第6図参照）、偶数のサブキャリアは前半部と後半部で同一の波形となり、その合成波も前半部と後半部で同一の波形となる（第7図（a）参照）。一方、奇数のサブキャリアは前半部と後半部とで波形が反転し、その合成波も前半部と後半部とで波形が反転している（第7図（b）参照）。なお、第6図は、128本のサブキャリアを示す図であり、第7図は、各サブキャリア

の波形およびその合成波形を示す図である。

そこで、本実施の形態の送信系では、上記の特徴を利用して、各サブキャリアに割り当てるビット数を変えずに、送信シンボルをハーフシンボル化し、伝送レート
5 の向上を図る。ただし、送信シンボルのハーフシンボル化を実施すると、OFDMシンボルの直交性が維持できなくなる。そのため、本実施の形態では、干渉が発生した場合においても復調できるように、偶数番目のサブキャリアのパワーを上げ、干渉成分となる奇数番目のサブキャリアのパワーを下げる。通常、ターボ符号およびBPSKを適用した場合、SNRは、1 dBあれば復調できるといわれている。また、ターボ符号およびQPSKを適用した場合、SNRは、3,
10 4 dBあれば復調できるといわれている。

なお、第6図に示す SNR_{coded} は、符号化を実施した場合の、たとえば、 10^{-7} を満たすSNRである。ただし、 10^{-7} を満たしていれば、符号化されていなくてもよい。

一方、受信系では、最初に、偶数番目のサブキャリアだけを復調し、その後、
15 奇数番目のサブキャリアを復調する。具体的にいうと、まず、TEQ2が、フィルタリング処理およびA/D変換処理後のデジタル波形（ハーフシンボル化された受信シンボル）に対して時間領域の適応等化処理を行う。

つぎに、128複素FFT3が、受け取ったシリアルデータをパラレルデータに変換し、当該パラレルデータに対してフーリエ変換を実施する。すなわち、
20 こでは、128本のサブキャリアのなかから64本の偶数サブキャリアだけを抽出することとなる。通常、128本のサブキャリアをフーリエ変換するために、フルの256複素FFTを使用していたが、ここでは、ハーフシンボル化された受信シンボルの偶数サブキャリアだけをフーリエ変換するため、半分の128複素FFTを使用している。なお、奇数サブキャリアは、直交性が維持できなくなりノイズとなる。
25

つぎに、FEQ4が、抽出された64本の偶数サブキャリアに対して周波数領域の適応等化処理を行い、復号器5が、上記所定の方法（第4図（b）参照）で

復号処理を行い、判定後、元の送信データを再生する。なお、偶数サブキャリアに割り当てられたデータについては、そのまま出力する。

また、受信系では、F E Q 逆変換部 6 が、上記偶数サブキャリアに割り当てられたデータに対して F E Q 逆変換を行い、その後、1 2 8 複素 I F F T 7 が、F E Q 逆変換後のデータに対して逆高速フーリエ変換を行い、そして、T E Q 逆変換部 8 が、逆高速フーリエ変換後の偶数サブキャリアの時間波形に対して T E Q 逆変換を行うことで、偶数サブキャリアの波形だけで構成されたシンボルを生成する（第 7 図（a）参照）。

つぎに、減算器 9 が、上記ハーフシンボル化された受信シンボルから、当該偶数サブキャリアの波形だけで構成されたシンボル成分を除去し、奇数サブキャリアの波形だけで構成されたシンボル（ハーフシンボル）を抽出する（第 7 図（b）参照）。そして、シンボル生成部 1 0 が、上記第 7 図（b）に示した奇数サブキャリアの特徴を利用して、減算後のシンボルの後ろに、当該シンボルを複写および反転して生成したシンボルを付加し、送信系にてハーフシンボル化を実施する前の状態のシンボルを生成する。

最後に、受信系では、T E Q 1 1 が、上記奇数サブキャリアの受信シンボル（フルシンボル）に対して時間領域の適応等化処理を行い、2 5 6 複素 F F T 1 2 が、時間領域の適応等化処理後のパラレルデータに対してフーリエ変換を実施し、F E Q 1 3 が、抽出された 6 4 本の奇数サブキャリアに対して周波数領域の適応等化処理を行い、復号器 1 4 が、上記所定の方法（第 4 図（b）参照）で復号処理を行い、判定後、元の送信データを再生する。

なお、本実施の形態においては、たとえば、上記復調したデータに誤りが発生した場合、以下に示す処理を繰り返し実行することで、復調特性を向上させることができる。たとえば、F E Q 逆変換部 1 5 が、上記奇数サブキャリアに割り当てられたデータに対して F E Q 逆変換を行い、その後、2 5 6 複素 I F F T 1 6 が、F E Q 逆変換後のデータに対して逆高速フーリエ変換を行い、そして、T E Q 逆変換部 1 7 が、逆高速フーリエ変換後の奇数サブキャリアの時間波形に対し

てTEQ逆変換を行うことで、奇数サブキャリアの波形だけで構成されたシンボルを生成する（第7図（a）参照）。そして、減算器1が、受信シンボルから、当該奇数サブキャリアの波形だけで構成されたシンボル成分を除去し、以降、受信系では、当該シンボル成分除去後の受信シンボルを用いて復調処理を行う。

- 5 このように、本実施の形態においては、送信側の通信装置が、送信シンボルをハーフシンボル化して送信し、受信側の通信装置が、偶数サブキャリアと奇数サブキャリアを分離し、ハーフシンボル化された偶数サブキャリアの受信シンボルだけを復調し、その後、当該偶数サブキャリアのシンボル成分を除去後に、奇数サブキャリアの受信シンボルだけを復調する。これにより、時間軸上での圧縮が
- 10 可能となり、伝送容量を約2倍に拡大できる。また、本実施の形態においては、奇数サブキャリアの波形だけで構成されたシンボルをフィードバックし、ノイズ成分となる奇数サブキャリアを受信シンボルから除去できる構成としたため、復調精度を大幅に向上させることができる。

- なお、本実施の形態においては、説明の便宜上、128本のサブキャリアを想定したが、これに限らない。また、上記128本以外の場合には、サブキャリア
- 15 の本数に応じて、FFTおよびIFFTの数も変更する。

実施の形態2.

- 第8図は、本発明にかかる通信装置の実施の形態2の構成を示す図であり、詳細には、第8図（a）は送信側の構成を示す図であり、第8図（b）は受信側の
- 20 構成を示す図である。たとえば、実施の形態1では、送信側の通信装置が、送信シンボルをハーフシンボル化して送信し、受信側の通信装置が、まず、ハーフシンボル化された偶数サブキャリアの受信シンボルだけを復調し、その後、奇数サブキャリアの受信シンボルだけを復調していた。すなわち、ハーフシンボル化を実現することで伝送レートの向上を図っていた。本実施の形態においては、実施
- 25 の形態1の構成に加えて、すなわち、高伝送レートを維持した状態で、さらに、直交符号である既知のアダマール系列の特性を用いて復調精度の向上を図る。

 第8図（a）において、61は送信データを既知のアダマール系列を用いて拡

散する多重化部であり、62はオーダリング部であり、63は逆高速フーリエ変換部であり、64はD/A変換部であり、また、第8図(b)において、71はA/D変換部であり、72はハーフシンボル復調部であり、73はデオーダリング部であり、74は復調データを既知のアダマール系列を用いて逆拡散する分割部である。

以下、上記のように構成される通信装置の動作について説明する。まず、送信側では、多重化部61が、第6図に示すような、隣接する奇数サブキャリアとサブキャリア(たとえば、サブキャリア#1とサブキャリア#2, サブキャリア#3とサブキャリア#4, …等)に割り当てられた送信データを、既知のアダマール系列を用いて拡散し、多重化する。拡散符号として使用するアダマール系列Hは、下記に示す(1)式のように表すことができる。

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \quad \dots \dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$$

ただし、 C_1 および C_2 は符号を表し、 S_1 および S_2 は信号を表す。

多重化部61では、たとえば、送信データ d_k を $[d_{2i-1}, d_{2i}]$ とした場合、下記に示す(2)式のように、拡散処理を行う。

$$\begin{bmatrix} x_{2i-1} \\ x_{2i} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_{2i-1} \\ d_{2i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \quad \dots \dots (2)$$

ただし、 k は n 個の整数を表し、 i は $(n/2)$ 個の整数を表し、 $[x_{2i-1}, x_{2i}]$ は拡散後の送信信号を表し、式中の $1/2$ は正規化のための係数を表す。

したがって、たとえば、送信データが $[d_1=1, d_2=-1]$ であれば、拡散後の送信信号 $[x_1, x_2]$ は

$$\begin{aligned}
 [x_1, x_2] &= (1 [-1, -1] + (-1) [-1, 1]) / 2 \\
 &= [0, -2] / 2 \\
 &= [0, -1]
 \end{aligned}$$

となる。また、他のサブキャリアについても同様に計算する。このように、本実施
 5 施の形態においては、送信データを拡散（多重化）することで、上記隣接するサブ
 キャリア（たとえば、サブキャリア#1とサブキャリア#2，サブキャリア#
 3とサブキャリア#4，…に相当）に割り当てるデータのいずれか一方のエネル
 ギーを0にする。

つぎに、オーダリング部62では、上記のように計算された拡散後の送信信号
 10 $x_1, x_2, x_3, x_4, \dots$ を各サブキャリアに割り当てる。具体的にいうと、サブ
 キャリア#1に0を割り当て、サブキャリア#2に-1を割り当てる。

最後に、逆高速フーリエ変換部63では、各サブキャリアに割り当てられたデ
 ータに対して逆高速フーリエ変換を行い、さらに、実施の形態1と同様に、送信
 シンボルのハーフシンボル化を実施し、当該生成されたシンボルをD/A変換部
 15 64を介して伝送路上へ送信する。

一方、受信側では、A/D変換部71を介して受信シンボルを受け取ったハー
 フシンボル復調部72が、実施の形態1と同様の手順で、当該受信シンボルを復
 調する。なお、A/D変換部71については、前述の実施の形態1における第1
 図と同様の構成であるため、同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、
 20 復調信号を $[y_{2i-1}, y_{2i}]$ と表す。ハーフシンボル復調部72では、隣接するサ
 ブキャリア（たとえば、サブキャリア#1とサブキャリア#2，サブキャリア#
 3とサブキャリア#4，…に相当）の一方のエネルギーが必ず0であり、偶数キ
 ャリアを復調する際のノイズ成分となる奇数キャリアが減少しているため、復調
 特性を大幅に向上させることができる。

つぎに、デオーダリング部73では、受け取った復調信号 $y_1, y_2, y_3, y_4, \dots$
 25 …を後述の逆拡散単位に配置する。具体的にいうと、 $y_1=0$ ， $y_2=-1$ を後述
 の分割部74に対して送信し、続けて、 y_3, y_4, \dots を分割部74に対して送信

する。

つぎに、分割部 7 4 では、送信側で拡散（多重化）した信号 $y_1, y_2, y_3, y_4, \dots$ を既知のアダマール系列で逆拡散し、分割する。なお、拡散符号として使用するアダマール系列 H は、上記（１）と同様のものを用いる。

- 5 具体的にいうと、分割部 7 4 では、たとえば、受信データ y_k を $[y_{2i-1}, y_{2i}]$ とした場合、下記に示す（３）式のように、逆拡散処理を行う。

$$\begin{bmatrix} d_{2i-1} \\ d_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{2i-1} \\ Y_{2i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad \dots \dots (3)$$

- 10 したがって、たとえば、受信データが $[y_1=0, y_2=-1]$ であれば、逆拡散後の信号、すなわち元の送信データ $[d_1, d_2]$ は

$$d_1 = [0, -1] \times [-1, -1] = 1$$

$$d_2 = [0, -1] \times [-1, 1] = -1$$

となる。また、他の送信データについても同様に計算する。

- 15 このように、本実施の形態においては、送信側が、送信データを拡散（多重化）することで、上記隣接するサブキャリア（たとえば、サブキャリア # 1 とサブキャリア # 2, サブキャリア # 3 とサブキャリア # 4, …に相当）に割り当てるデータのいずれか一方のエネルギーを 0 にする。これにより、復調時のノイズ成分となる奇数キャリアが減少しているため、前述の実施の形態 1 と同様の高伝送
20 レートを維持した状態で、復調特性を大幅に向上させることができる。

また、本実施の形態においては、上記のように復調特性を大幅に向上させることができるため、偶数番目のサブキャリアのパワーと奇数番目のサブキャリアのパワーとの差、すなわち、前記 SNR を、「実施の形態 1 の SNR > 実施の形態 2 の SNR」とすることができる。

- 25 以上、説明したとおり、本発明によれば、送信側が、送信シンボルをハーフシンボル化して送信し、受信側が、偶数サブキャリアと奇数サブキャリアを分離し、最初に、ハーフシンボル化された偶数サブキャリアの受信シンボルだけを復調し、

その後、当該偶数サブキャリアのシンボル成分を除去後に、奇数サブキャリアの受信シンボルだけを復調する。これにより、時間軸上での圧縮が可能となり、伝送レートを大幅に向上させることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

- 5 つぎの発明によれば、奇数番目のサブキャリアの波形だけで構成されたシンボルをフィードバックし、ノイズ成分となる奇数番目のサブキャリアを受信シンボルから除去できる構成としたため、復調精度を大幅に向上させることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

- 10 つぎの発明によれば、送信側が、送信データを拡散（多重化）することで、隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てるデータのいずれか一方のエネルギーを 0 にする。これにより、復調時のノイズ成分となる奇数番目のキャリアが減少しているため、高伝送レートを維持した状態で、復調特性を大幅に向上させることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

- 15 つぎの発明によれば、送信シンボルをハーフシンボル化して送信する構成としたため、伝送レートを大幅に向上させることが可能な送信機を得ることができる、という効果を奏する。

- 20 つぎの発明によれば、隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てるデータのいずれか一方のエネルギーを 0 とし、復調時のノイズ成分を少なくする構成としたため、復調特性を大幅に向上させることが可能な送信機を得ることができる、という効果を奏する。

- 25 つぎの発明によれば、偶数サブキャリアと奇数サブキャリアを分離し、最初に、ハーフシンボル化された偶数サブキャリアの受信シンボルだけを復調し、その後、当該偶数サブキャリアのシンボル成分を除去後に、奇数サブキャリアの受信シンボルだけを復調する構成としたため、伝送レートを大幅に向上させることが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、奇数番目のサブキャリアの波形だけで構成されたシンボ

ルをフィードバックし、ノイズ成分となる奇数番目のサブキャリアを受信シンボルから除去できる構成としたため、復調精度を大幅に向上させることが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

5 つぎの発明によれば、復調時のノイズ成分となる奇数番目のキャリアを少なくする構成としたため、高伝送レートを維持した状態で、復調特性を大幅に向上させることが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

10 つぎの発明によれば、送信側が、送信シンボルをハーフシンボル化して送信し、受信側が、偶数サブキャリアと奇数サブキャリアを分離し、最初に、ハーフシンボル化された偶数サブキャリアの受信シンボルだけを復調し、その後、当該偶数サブキャリアのシンボル成分を除去後に、奇数サブキャリアの受信シンボルだけを復調する。これにより、時間軸上での圧縮が可能となり、伝送レートを大幅に向上させることが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

15 つぎの発明によれば、奇数番目のサブキャリアの波形だけで構成されたシンボルをフィードバックし、ノイズ成分となる奇数番目のサブキャリアを受信シンボルから除去できる構成としたため、復調精度を大幅に向上させることが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

20 つぎの発明によれば、送信側が、送信データを拡散（多重化）することで、隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てるデータのいずれか一方のエネルギーを0にする。これにより、復調時のノイズ成分となる奇数番目のキャリアが減少しているため、高伝送レートを維持した状態で、復調特性を大幅に向上させることが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

産業上の利用可能性

25 以上のように、本発明にかかる通信装置および通信方法は、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信に有用であり、D

MT変復調方式によりデータ通信を行う通信装置に限らず、通常の通信回線を介して、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式により有線通信および無線通信を行うすべての通信に適している。

請 求 の 範 囲

1. マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置において、

送信シンボルをハーフシンボル化し、偶数番目のサブキャリアと復調時に干渉
5 成分となる奇数番目のサブキャリアとの間に所定の電力差を持たせた状態で、通
信を行う送信手段と、

ハーフシンボル化された受信シンボルに対して偶数番目のサブキャリアを抽出
するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデー
タを復調し、

10 一方で、前記偶数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フー
リエ変換を行い、偶数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第1の
シンボルを生成し、

つぎに、前記受信シンボルから前記第1のシンボル成分を除去し、奇数番目の
サブキャリアの時間波形によって構成された第2のシンボルを生成し、前記第2
15 のシンボルの後ろに当該シンボルを複写および反転したシンボルを付加すること
で第3のシンボルを生成し、

最後に、前記第3のシンボルに対して奇数番目のサブキャリアを抽出するため
の所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調
する受信手段と、

20 を備えることを特徴とする通信装置。

2. さらに、前記受信手段は、

前記奇数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換
を行い、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第4のシンボル
25 を生成し、その後、前記受信シンボルから当該第4のシンボル成分を除去し、以
降、当該第4のシンボル成分除去後の受信シンボルを用いて復調処理を行うこと
を特徴とする請求の範囲第1項に記載の通信装置。

3. さらに、前記送信手段は、

隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた送信データを所定の拡散符号で拡散（多重化）し、拡散後の信号に対して逆フーリエ変換を行うことで前記送信シンボルを生成し、

さらに、受信手段は、

前記復調データを前記拡散符号で逆拡散（分離）し、前記隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた元の送信データを再生することを特徴とする請求の範囲第1項または第2項に記載の通信装置。

4. マルチキャリア変復調方式を採用する送信機として動作する通信装置において、

送信シンボルをハーフシンボル化し、さらに、偶数番目のサブキャリアと復調時に干渉成分となる奇数番目のサブキャリアとの間に所定の電力差を持たせた状態で、通信を行う送信手段、

を備えることを特徴とする通信装置。

5. さらに、隣接する $(2i-1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた送信データを所定の拡散符号で拡散（多重化）する多重化手段、

を備え、

前記送信手段は、拡散後の信号に対して逆フーリエ変換を行うことで前記送信シンボルを生成することを特徴とする請求の範囲第4項に記載の通信装置。

6. マルチキャリア変復調方式を採用する受信機として動作する通信装置において、

ハーフシンボル化された受信シンボルに対して偶数番目のサブキャリアを抽出

するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する第1の復調手段と、

- 前記偶数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、偶数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第1のシンボルを生成する第1のシンボル生成手段と、

前記受信シンボルから前記第1のシンボル成分を除去し、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第2のシンボルを生成する第2のシンボル生成手段と、

- 前記第2のシンボルの後ろに当該シンボルを複写および反転したシンボルを付加することで第3のシンボルを生成する第3のシンボル生成手段と、

前記第3のシンボルに対して奇数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する第2の復調手段と、

を備えることを特徴とする通信装置。

15

7. さらに、前記奇数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第4のシンボルを生成する第4のシンボル生成手段と、

前記受信シンボルから前記第4のシンボル成分を除去する除去手段と、

- 20 を備え、

以降、当該第4のシンボル成分除去後の受信シンボルを用いて復調処理を行うことを特徴とする請求の範囲第6項に記載の通信装置。

8. さらに、前記復調データを前記拡散符号で逆拡散（分離）し、隣接する（ $2i-1$ ）番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた元の送信データを再生する分離手段、

を備えることを特徴とする請求の範囲第6項に記載の通信装置。

25

9. マルチキャリア変復調方式を採用する通信方法にあつては、

送信シンボルをハーフシンボル化し、偶数番目のサブキャリアと復調時に干渉成分となる奇数番目のサブキャリアとの間に所定の電力差を持たせた状態で、通信を行う送信ステップと、

ハーフシンボル化された受信シンボルに対して偶数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する第1の復調ステップと、

前記偶数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、偶数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第1のシンボルを生成する第1のシンボル生成ステップと、

つぎに、前記受信シンボルから前記第1のシンボル成分を除去し、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第2のシンボルを生成する第2のシンボル生成ステップと、

前記第2のシンボルの後ろに当該シンボルを複写および反転したシンボルを付加することで第3のシンボルを生成する第3のシンボル生成ステップと、

前記第3のシンボルに対して奇数番目のサブキャリアを抽出するための所定のフーリエ変換を行い、当該サブキャリアに割り当てられたデータを復調する第2の復調手段と、

を含むことを特徴とする通信方法。

10. さらに、前記奇数番目のサブキャリアに割り当てられたデータに対して逆フーリエ変換を行い、奇数番目のサブキャリアの時間波形によって構成された第4のシンボルを生成する第4のシンボル生成手段と、

前記受信シンボルから当該第4のシンボル成分を除去する除去ステップと、
を含み、

以降、当該第4のシンボル成分除去後の受信シンボルを用いて復調処理を行う

ことを特徴とする請求の範囲第 9 項に記載の通信方法。

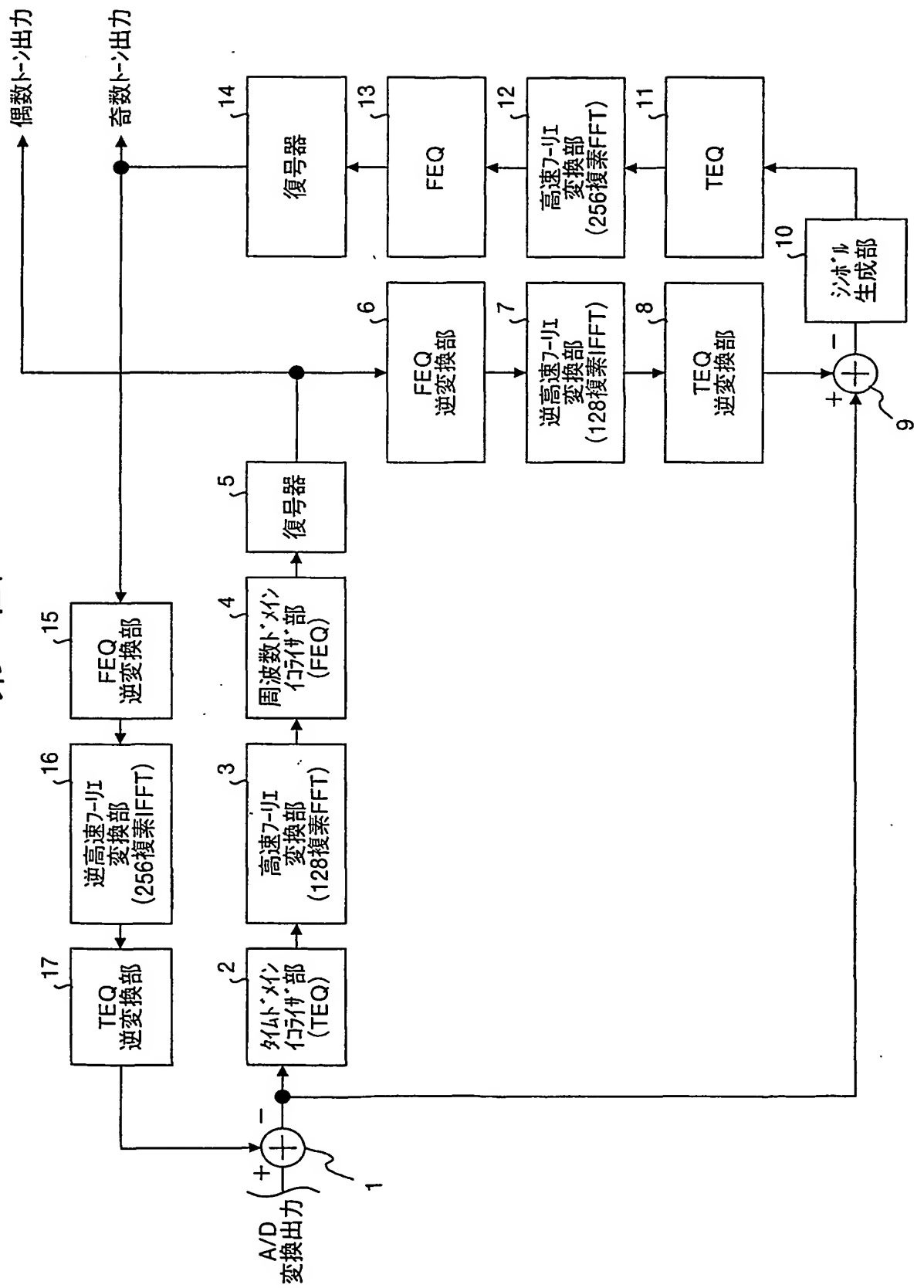
1 1. さらに、

隣接する $(2i - 1)$ 番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当
5 てられた送信データを所定の拡散符号で拡散（多重化）し、拡散後の信号に対し
て逆フーリエ変換を行うことで前記送信シンボルを生成する多重化ステップと、
前記復調データを前記拡散符号で逆拡散（分離）し、前記隣接する $(2i - 1)$
番目のサブキャリアと $2i$ 番目のサブキャリアに割り当てられた元の送信デー
タを再生する分離ステップと、

10 を含むことを特徴とする請求の範囲第 9 項に記載の通信方法。

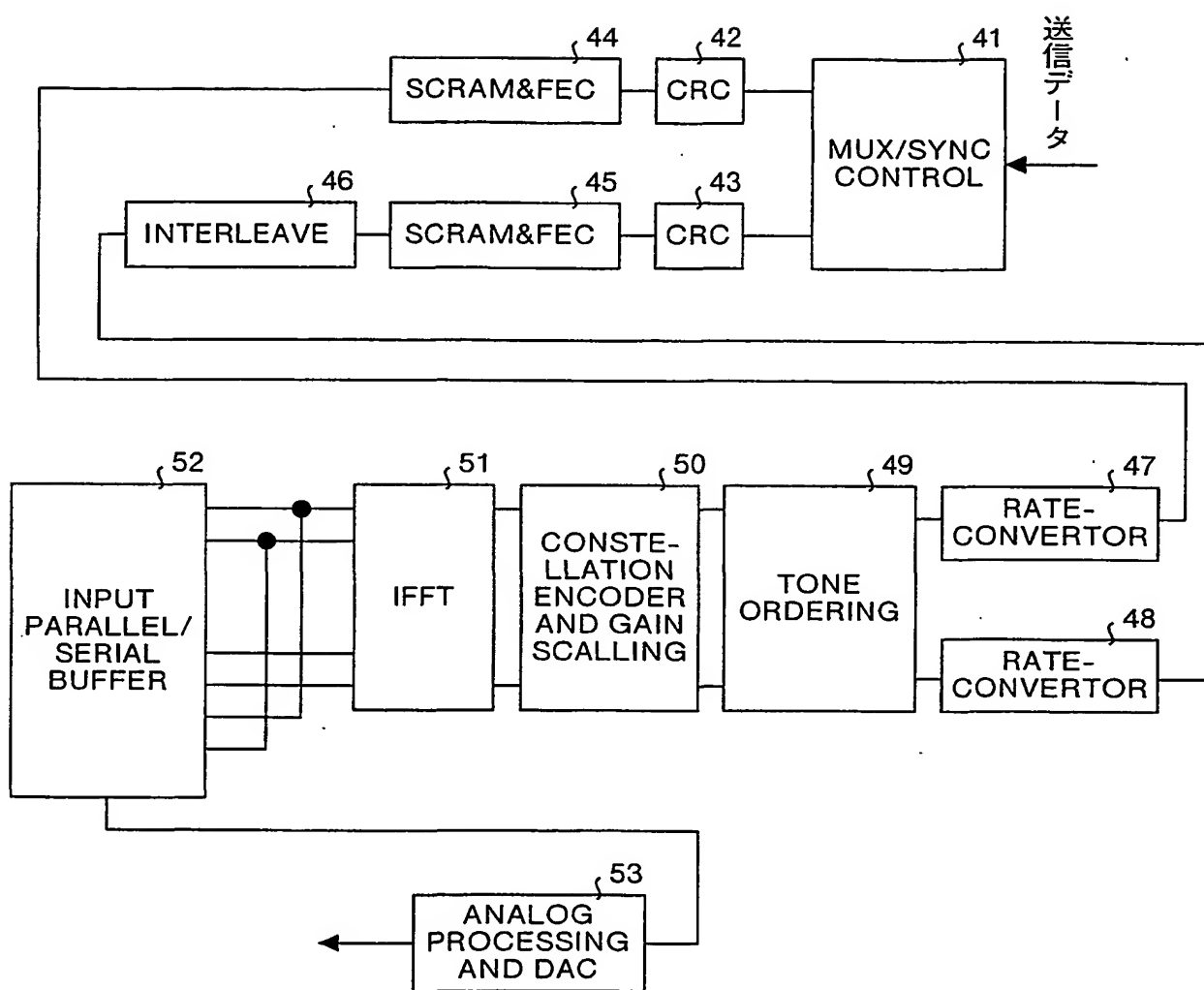
THIS PAGE BLANK (USPTO)

第1図



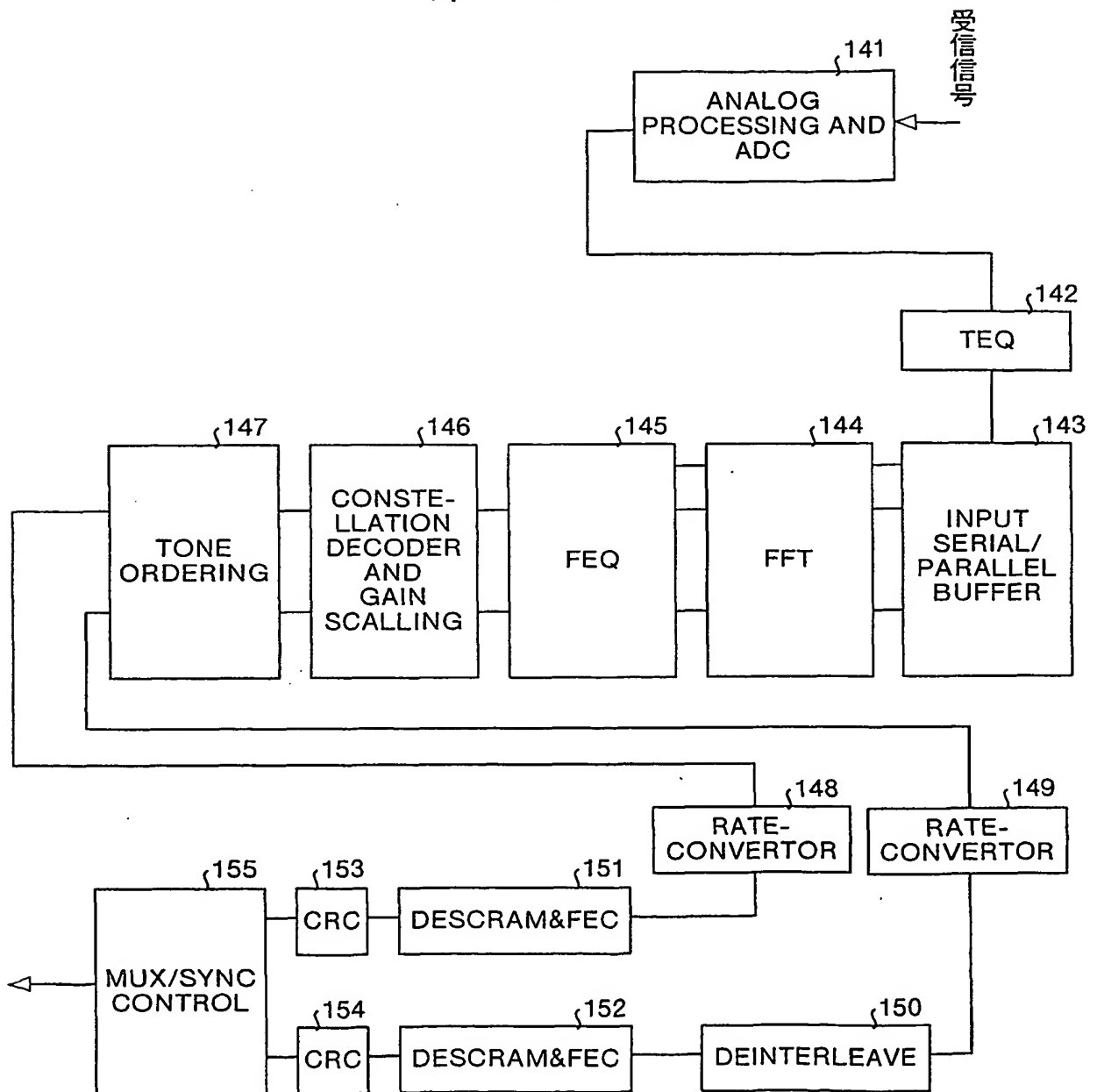
THIS PAGE BLANK (USPTO)

第 2 図



THIS PAGE BLANK (USPTO)

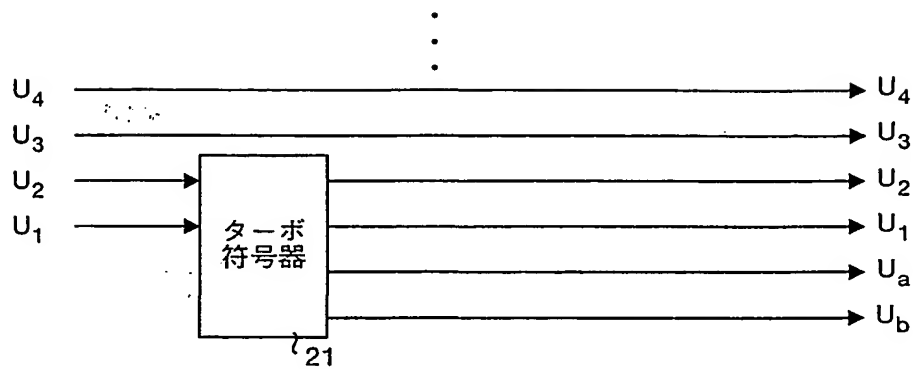
第 3 図



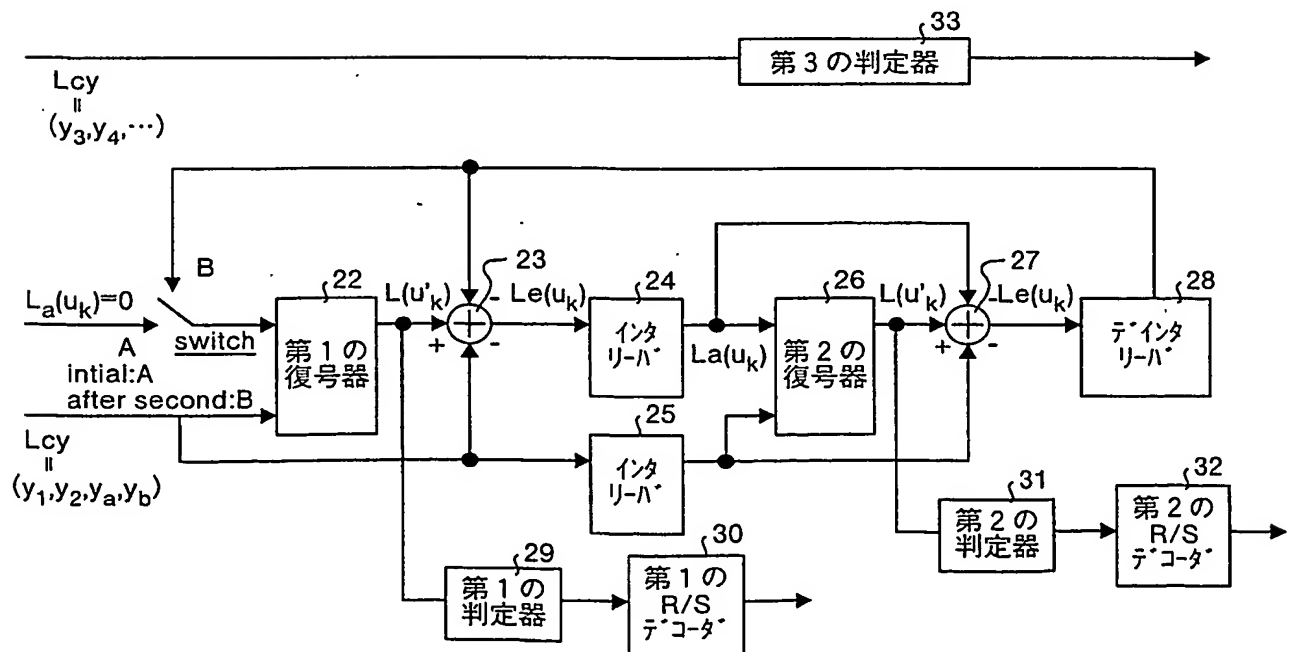
THIS PAGE BLANK (USPTO)

第4図

(a)

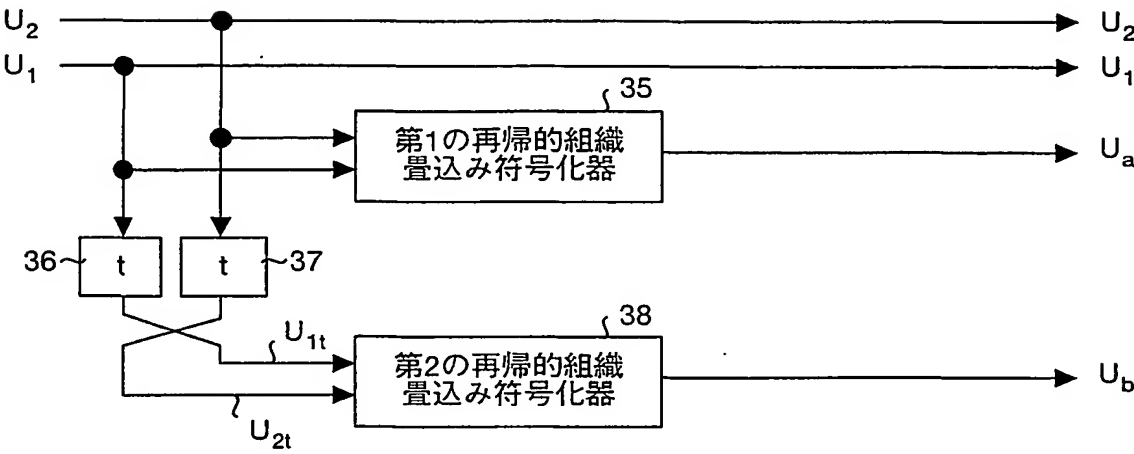


(b)



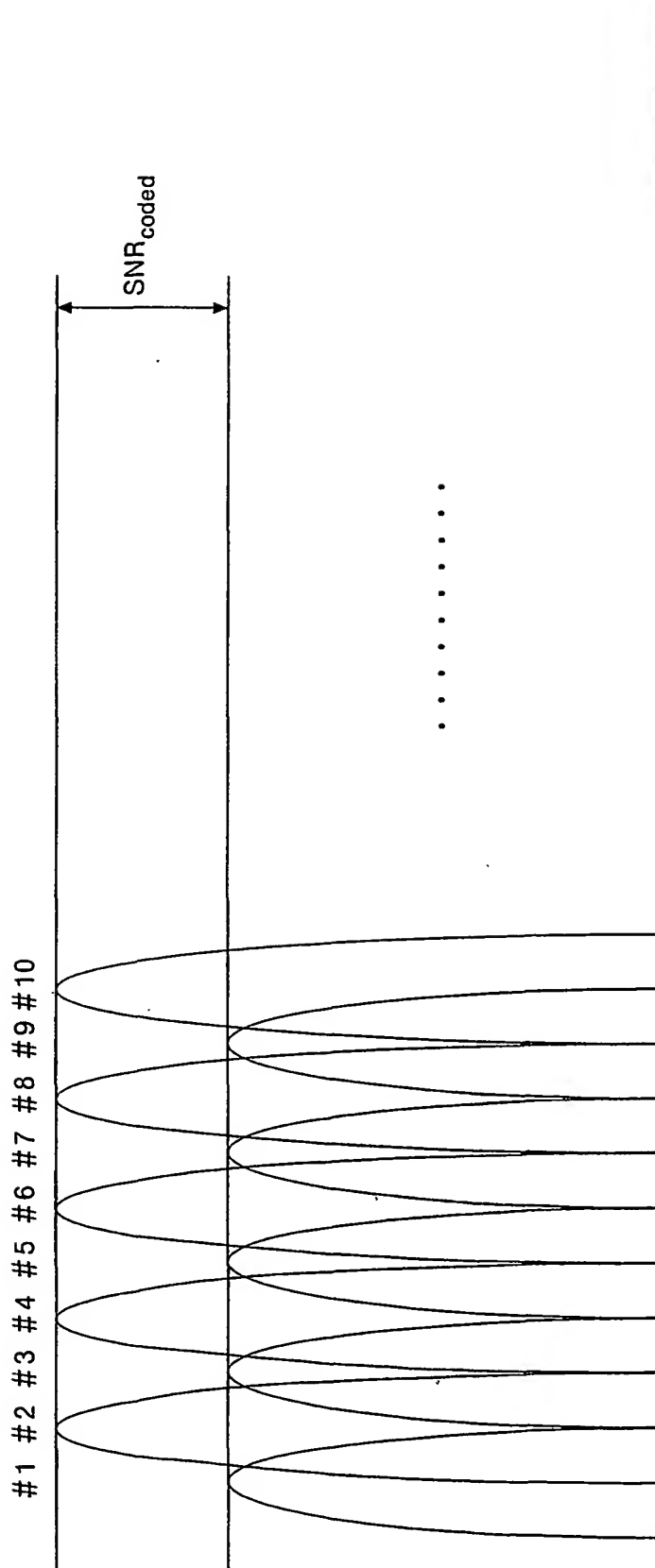
THIS PAGE BLANK (USPTO)

第 5 図



THIS PAGE BLANK (USPTO)

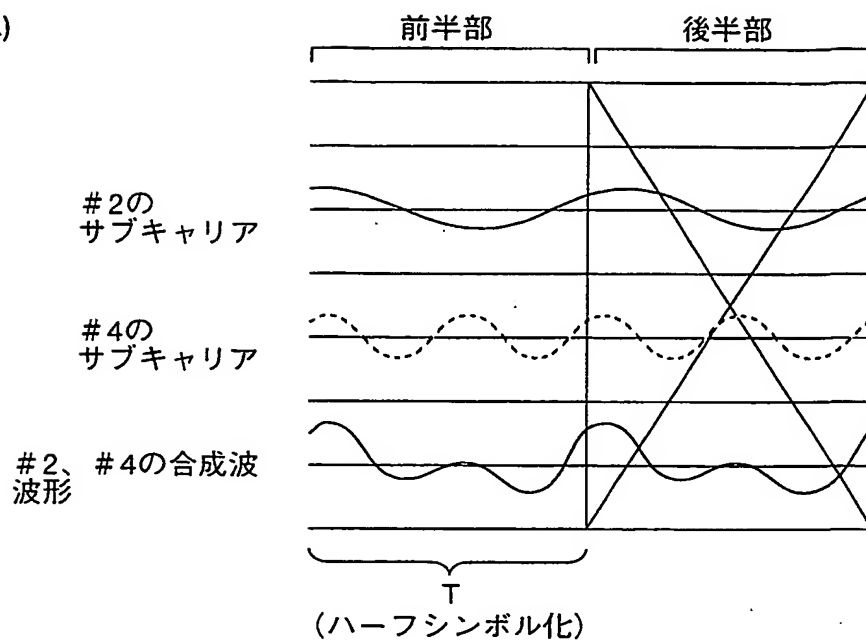
第6図



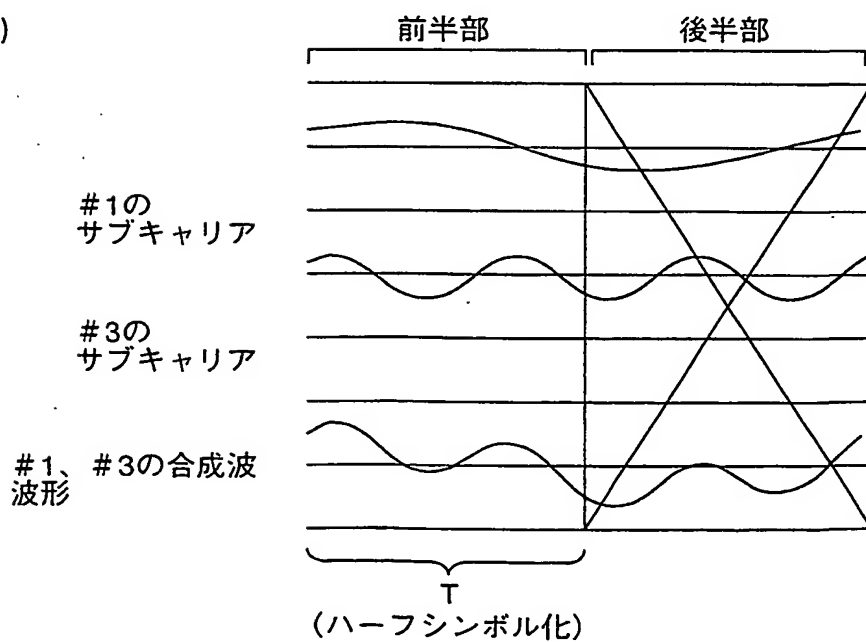
THIS PAGE BLANK (USPTO)

第7図

(a)

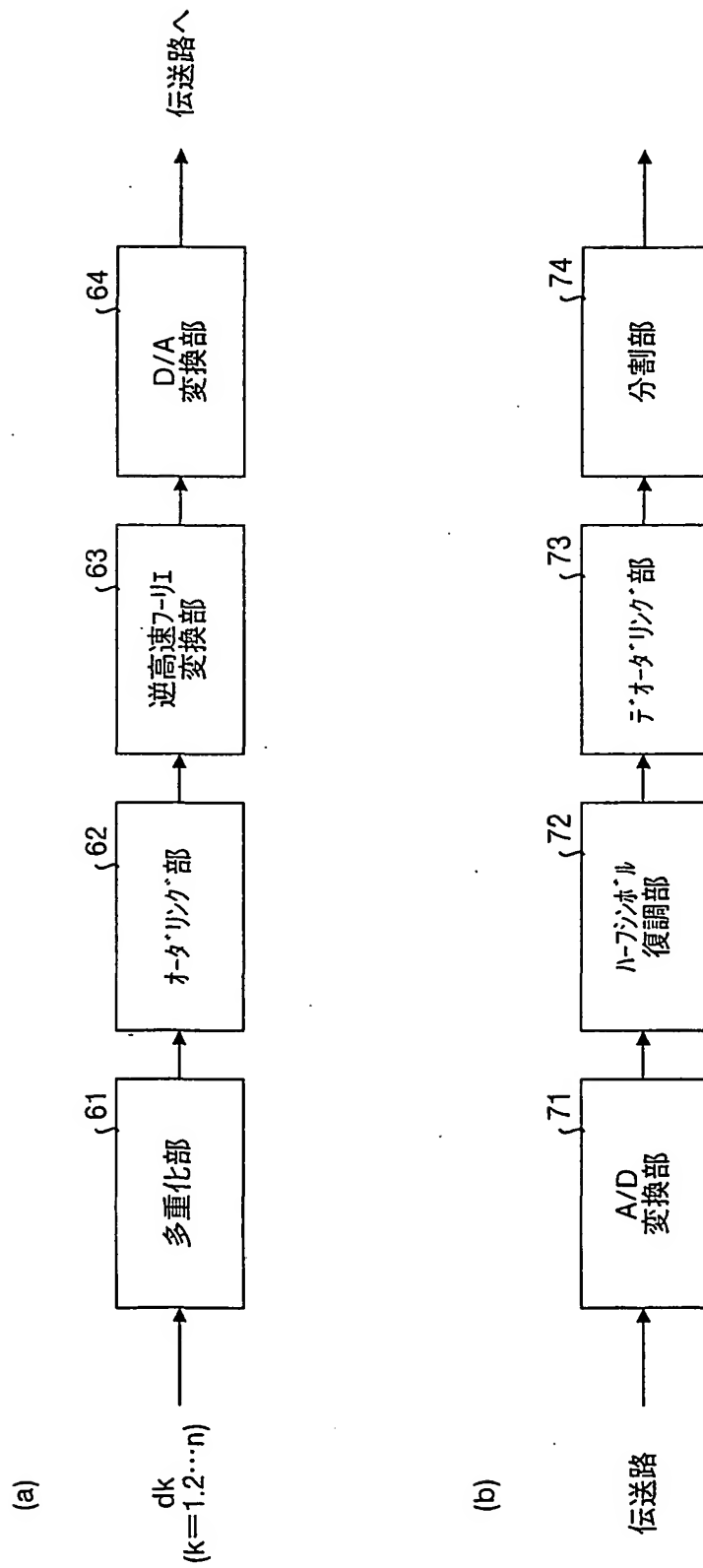


(b)



THIS PAGE BLANK (USPTO)

第8図



THIS PAGE BLANK (USPTO)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP01/07066

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl.⁷ H04J11/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.⁷ H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-2000

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2000

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 8-97798 A (Nippon Columbia Co., Ltd.), 12 April, 1996 (12.04.96), Figs. 1, 4 (Family: none)	1-11
E, A	JP 2001-36494 A (Mitsubishi Electric Corporation), 09 February, 2001 (09.02.01), Fig. 5 (Family: none)	1-11
P, X	Wataru MATSUMOTO, et al., "Multi-Carrier CDMA no Half Symbol Henfuku Chouhou ni kansuru Ichi Kentou", Denshi Joho Tsuushin Gakkai Gijutsu Kenkyu Houkokku, Vol.100, No.514, Shadan Houjin Denshi Joho Tsuushin Gakkai, 16 December, 2000 (16.12.00), pp.1-6	1-11

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
19 September, 2001 (19.09.01)Date of mailing of the international search report
02 October, 2001 (02.10.01)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

THIS PAGE BLANK (USPTO)

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J11/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-2000

日本国公開実用新案公報 1971-2000

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P 8-97798 A (日本コロムビア株式会社), 12. 4 月. 1996 (12. 04. 96), 第1図, 第4図 (ファミリー なし)	1-11
E, A	J P 2001-36494 A (三菱電機株式会社), 09. 2 月. 2001 (09. 02. 01), 第5図 (ファミリーなし)	1-11

☒ C欄の続きにも文献が列举されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 19. 09. 01

国際調査報告の発送日

02.10.01

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

高野 洋

5 K

9647

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
P, X	松本渉、今井秀樹, “マルチキャリアCDMAのハーフシンボル変復調法に関する一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 1. 100, No. 514, 社団法人電子情報通信学会, 16. 12月. 2000 (16. 12. 00), p. 1-p. 6	1-11